



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶ : H04B 1/38, H04M 1/00		A1	(11) International Publication Number: WO 98/09381
			(43) International Publication Date: 5 March 1998 (05.03.98)
(21) International Application Number: PCT/US97/15363		(81) Designated States: CA, JP, MX, European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).	
(22) International Filing Date: 29 August 1997 (29.08.97)		Published <i>With international search report.</i>	
(30) Priority Data: 60/025,227 29 August 1996 (29.08.96) US 60/025,228 29 August 1996 (29.08.96) US			
(71) Applicant: THE BOARD OF TRUSTEES OF THE LELAND STANFORD JUNIOR UNIVERSITY [US/US]; Suite 350, 900 Welch Road, Palo Alto, CA 94304 (US).			
(72) Inventors: RALEIGH, Gregory, G.; 539 San Juan Avenue, El Granada, CA 94018 (US). CIOFFI, John, M.; 14298 Saddle Mountain Drive, Los Altos Hills, CA 94022 (US).			
(74) Agent: McFARLANE, Thomas, J.; 426 Lowell Avenue, Palo Alto, CA 94301 (US).			
<p>(54) Title: HIGH CAPACITY WIRELESS COMMUNICATION USING SPATIAL SUBCHANNELS</p> <p>(57) Abstract</p> <p>In a system and method of digital wireless communication between a base station (B) and a subscriber unit (S), a spatial channel characterized by a channel matrix H couples an adaptive array of M_t antenna elements (1-M_t) at the base station (B) with an adaptive array M_r antenna elements (1-M_r) at the subscriber unit (S). The method comprises the step of determining from the channel matrix H a number L of independent spatio-temporal subchannels, and encoding a plurality of information signals into a sequence of transmitted signal vectors. The transmitted signal vectors have M_t complex valued components and are selected to transmit distinct signal information in parallel over the independent subchannels, thereby providing increased communication capacity between the base and the subscriber. The sequence of transmitted signal vectors is transmitted from the base station array (1-M_t), and a sequence of received signal vectors is received at the subscriber array (1-M_r) and are decoded to yield the original information signals. Specific spatio-temporal coding techniques are described that increase system performance.</p>			

(51) Int.Cl.
H 04 B 7/24
H 04 J 15/00

識別記号

F I
H 04 B 7/24
H 04 J 15/00

テマコード (参考)

E

(21)出願番号 特願平10-511995
(22)出願日 平成9年8月29日 (1997.8.29)
(85)翻訳文提出日 平成11年3月1日 (1999.3.1)
(86)国際出願番号 PCT/US97/15363
(87)国際公開番号 WO98/09381
(87)国際公開日 平成10年3月5日 (1998.3.5)
(31)優先権主張番号 60/025, 227
(32)優先日 平成8年8月29日 (1996.8.29)
(33)優先権主張国 米国 (US)
(31)優先権主張番号 60/025, 228
(32)優先日 平成8年8月29日 (1996.8.29)
(33)優先権主張国 米国 (US)

(71)出願人 ザ ポード オブ ト拉斯ティーズ オブ
ザ リーランド スタンフォード ジュ
ニア ユニバーシティー
アメリカ合衆国 94304 カリフォルニア
州 パロアルト ウエルチ ロード 900
スイート 350
(72)発明者 チオフィ、ジョン エム.
アメリカ合衆国 94022 カリフォルニア
州 ロスアルトスヒルズ サドル マウン
テン ドライブ 14298
(74)代理人 弁理士 恩田 博宣

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 空間サブチャネルを用いた大容量無線通信

(57)【要約】

基地局 (B) と加入者 (S) との間のデジタル無線通信のシステムおよび方法において、チャネル行列 H によって特徴付けられる空間チャネルは、基地局 (B) における M_t 個のアンテナ素子 ($1 - M_t$) の適応的アレイを、加入者ユニット (S) における M_r 個のアンテナ素子 ($1 - M_r$) の適応的アレイに結合する。この方法は、チャネル行列 H から、独立した時空サブチャネルの数 L を決定するステップと、複数の情報信号を送信信号ベクトル・シーケンスに符号化するステップとを備える。送信信号ベクトルは、 M_t 個の複素数値成分を有し、独立したサブチャネル上を並列に別個の信号情報を送信するように選択され、これによって、基地局と加入者との間の通信容量の増大を提供する。送信信号ベクトル・シーケンスは、基地局アレイ ($1 - M_t$) から送信され、受信信号ベクトル・シーケンスは加入者アレイ ($1 - M_r$) で受信され、復号されて元の情報信号を得る。システムの性能を向上させる特定の時空符号化技法について説明する。

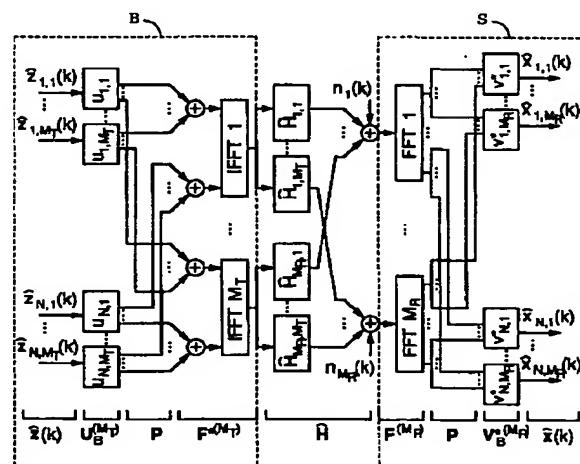


FIG. 7

【特許請求の範囲】

1. 基地局と加入者ユニットとの間のデジタル無線通信の方法であって：

チャネル情報から、独立した空間サブチャネルの数Lを決定するステップであって、前記チャネル情報が、前記基地局におけるMr個のアンテナ素子のアレイを、前記加入者ユニットにおけるMr個のアンテナ素子のアレイに結合する空間チャネルに関する空間情報を含む、ステップと；

複数の情報信号を送信信号ベクトル・シーケンスに符号化するステップであって、前記送信信号ベクトルが、Mr個の複素数値成分を有し、前記独立した空間サブチャネル上で別個の情報信号を送出するように選択される、ステップと；

前記送信信号ベクトル・シーケンスを、前記基地局における前記Mr個のアンテナ素子のアレイから送信するステップと；

前記加入者ユニットにおける前記Mr個のアンテナ素子のアレイにおいて受信信号ベクトル・シーケンスを受信するステップであって、前記受信信号ベクトルがMr個の複素数値成分を有する、ステップと；

前記受信信号ベクトルを復号して前記情報信号を回復するステップと；
を備える方法。

2. 請求項1の方法であって、更に、前記加入者から前記基地局に前記チャネル情報を送信するステップを備える方法。

3. 請求項1の方法において、前記チャネル情報が時空チャネル行列を備える方法。

4. 請求項1の方法において、前記独立した空間サブチャネルの数しが、前記基地局と前記加入者との間の多数信号経路の数と等しい、方法。

5. 請求項1の方法において、前記符号化するステップが、複素数によって前記

情

報信号をスケーリングするステップと、前記スケーリングされた情報信号を置換するステップと、前記置換したスケーリング情報信号を逆フーリエ変換するステップとを備えており、前記復号するステップが、前記受信信号をフーリエ変換するステップと、前記フーリエ変換した受信信号を置換するステップと、前記置換

しフーリエ変換した受信信号をスケーリングするステップとを備える、方法。

6. 基地局と加入者ユニットとの間のデジタル無線通信の方法であって：

K個の並列時空サブチャネルを有するチャネル行列Hに従って、K個のオリジナル情報信号の集合から、時空符号化信号を計算するステップと：

基地局のM_r個のアンテナ素子のアレイから、前記チャネル行列Hに対応するチャネルを介して、加入者ユニットのM_r個のアンテナ素子のアレイに、前記時空符号化信号を送信するステップと；

前記送信された時空符号化信号から、K個の受信情報信号の集合を計算するステップと；

を備える方法。

7. 請求項6の方法において、Kは、(N + v) × M_r以下であり、N × M_r以下であり、N × L以下であり、Lは、前記基地局と前記加入者ユニットとの間の多重通路コンポーネントの最大数であり、(N + v)は、N個のシンボルのブロックに対して送信される非ゼロの出力サンプルの最大数である、方法。

8. 請求項6の方法において、前記オリジナル情報信号は、N個のシンボルのブロックをK個備え、前記チャネル行列Hは、N × (N + v)チャネル行列H_{ij}のブロックをM_r × M_r個備え、ここで(N + v)はN個のシンボルのブロックに対して送信される非ゼロの出力サンプルの最大数である、方法。

9. 請求項6の方法において、前記送信ステップの前に前記符号化信号に巡回ブリ

フィクスを追加し、これによって、前記送信した時空符号化信号から、前記K個の受信情報信号の効率的な計算を容易にする、方法。

10. 請求項6の方法において、前記K個の並列時空サブチャネルが、独立したモードへのHの分解から導出されるK個の時空送信シーケンスの集合によって特徴付けられる、方法。

11. 請求項6の方法において、前記K個の並列時空サブチャネルが、Hの右の特異ベクトルの倍数であるK個の時空送信シーケンスの集合および、Hの左の特異ベクトルであるK個の時空フィルタ・シーケンスの整合された集合によって特

徵付けられる、方法。

12. デジタル無線計算システムであつて：

基地局アンテナ・アレイおよび、該基地局アンテナ・アレイに結合された基地局信号プロセッサを備える基地局と；

無線チャネルを介して前記基地局アンテナ・アレイに結合された加入者アンテナ・アレイおよび、前記加入者アンテナ・アレイに結合された加入者信号プロセッサを備える加入者ユニットと；

を備えており、

前記基地局信号プロセッサが、前記加入者から受け取ったダウンリンク・チャネル情報から時空ダウンリンク・サブチャネル情報を計算し、前記計算したダウンリンク・サブチャネル情報に従ってダウンリンク信号情報を符号化し、

前記加入者信号プロセッサが、前記基地局から受け取ったアップリンク・チャネル情報から時空アップリンク・サブチャネル情報を計算し、前記計算したアップリンク・サブチャネル情報に従ってアップリンク信号情報を符号化する、デジタル無線計算システム。

【発明の詳細な説明】

空間サブチャネルを用いた大容量無線通信

関連出願

本出願は、いずれも1996年8月29日に出願された米国仮出願第60/025, 227号および第60/025, 228号に基づいて優先権を主張する。双方の出願は、参考によりここに援用される。

発明の分野

本発明は、一般的に、デジタル無線通信システムに関する。更に特定すれば、これは、無線通信システムの容量を大幅に増大させるための基地局および加入者の双方によるアンテナ・アレイの使用に関する。

発明の背景

無線通信に対する要求が増しているために、割り当てられた周波数帯域をより有効に用いる、すなわち、限られた利用可能な帯域幅内で情報を伝達する容量を増大させるための技術を開発することが必要になっている。この増大した容量を用いて、情報チャネル数を増加させること、チャネルの情報率を増大すること、および／またはチャネルの信頼性を向上させることによって、システムの性能を高めることができる。

図1は、従来の小容量無線通信システムを示す。情報は、いくつかの所定の周波数チャネルのうち1つに全方向性信号を同報通信することによって、基地局Bから加入者S₁, . . . , S_nまで伝送される。同様に、加入者は、周波数チャネルのうち1つに同様の信号を同報通信することによって、基地局に情報を返送する。このシステムでは、周波数帯域を別個の副バンド周波数チャネルに分割することによって、多数のユーザが独立してシステムにアクセスする。この技法は、周波数分割多

重アクセス（FDMA）として公知である。

市販の無線電話システムが容量増大のために用いる標準的な技法は、図2に示すように、サービス領域を空間セルに分割することである。基地局を1つのみ用いて領域内の全ユーザに対応するのではなく、基地局B₁, . . . , B_nの集合を

用いて、別個の空間セルに独立してサービスを提供する。かかるセル式システムでは、多数のユーザが、異なる空間セルからシステムにアクセスするとすれば、互いに干渉し合うことなく同一の周波数チャネルを再使用することができる。従って、セル式の概念は、空間分割多重アクセス（SDMA）の単純な形式である。

デジタル通信の場合、その他の技法を用いて容量を増大させることができる。いくつかの周知の例として、時分割多重アクセス（TDMA）および符号分割多重アクセス（CDMA）がある。TDMAは、数人のユーザのデータを別個のタイム・スロットに割り当てることによって、それらのユーザが单一の周波数チャネルを共用することを可能にする。CDMAは、通常、スペクトル拡散技法であり、個々の信号を狭い周波数チャネルに限定するのではなく、周波数帯域スペクトル全体にわたってそれらを拡散する。帯域を共有する信号は、それらに異なる直交デジタル符号シーケンスを割り当てることによって区別する。これらの技法は、デジタル符号化を用いて、利用可能なスペクトルをより効率的に用いる。

また、無線システムは、容量を増大させるために、上述の技法の組み合わせ、すなわちFDMA／CDMAおよびTDMA／CDMAを用い得る。これらおよび他の公知の技法は、無線通信システムの容量を増大させるが、なお、システムの性能を更に向上させる必要性がある。最近、空間ドメインを更に活用することによって容量を増大させる方法が大きな注目を集めている。

周知のSDMA技法の1つは、独立して制御される方向性アンテナの集合を基地局に備え、これによって、セルを別個のセクターに分割し、セクターの各々が別個のアンテナによって制御されるようにすることである。結果として、システムにおける周波数の再使用を増大することができ、および／または同一チャネル干渉を軽減することができる。この技法は、独立して制御される方向性アンテナの代わりに、

図3に示すような、コヒーレントに制御されるアンテナ・アレイによって履行することも可能である。信号プロセッサを用いて、アンテナ素子に印加する信号の相対位相を制御して、別個のセクターの方向に所定のビームを形成可能である。

同様の信号処理を用いて、別個のセクター内からのみ信号を選択的に受信することができる。

極めて多数の反射体（建築物等）を含む環境では、信号は多数の経路を取って進むことが多い。多重通路反射によって信号の方向が変わるので、セル空間は角度の混合を経験し、別個のセクターに明確に分割することができない。従って、多重通路は、セクター間の同一チャネル干渉を生じ、セルをセクター化することの利点を減じる可能性がある。加えて、かかる多重通路信号の別個の部分は、弱め合う干渉を受けて異なる位相で到着する所以があるので、多重通路は結果として、予測不可能な信号フェージングを生じる可能性がある。

多重通路に伴う上述の問題を回避するために、より洗練されたSDMA技法が提案されている。例えば、いずれもGerlach等の米国特許番号第5, 471, 647号および米国特許番号第5, 634, 199号、ならびに、Barratt等の米国特許番号第5, 592, 490号は、空間ドメインを活用することによって性能を向上させる無線通信システムを開示する。図4Aに示すように、ダウンリンクでは、基地局は各加入者の空間チャネルを判定し、このチャネル情報を用いてそのアンテナ・アレイを適応的に制御して、各加入者に合わせたビームを形成する。これらのビームは、多数の経路上で情報信号Xを伝送するので、信号Xは最大の強度で加入者に到着する。また、これらのビームは、他の加入者にナルを送出するように選択することで、同一チャネル干渉を軽減することも可能である。アップリンクでは、図4Bに示すように、基地局はチャネル情報を用いて、受信した信号を空間的に濾波するので、送信された信号X'が最大の感度で受信され、他の加入者が送信した信号から区別される。この手法では、同一情報の信号はいくつかの経路を取って進み、空間的な冗長性を増す。

アップリンクでは、基地局のアンテナ・アレイで受信した信号から空間チャネル

を推定するための周知の信号処理技法がある。例えば、信号に存在するアリオリの空間的または時間的な構造を用いること、または、ブラインド適応的推定によるものである。アップリンクおよびダウンリンクの周波数が同一である場合に

は、ダウンリンクの空間チャネルは、アップリンクの空間チャネルに直接的に関連付けられ、基地局は、既知のアップリンク・チャネル情報を用いてダウンリンクで送信ビーム形成を行うことができる。空間チャネルは周波数に依存しており、アップリンク周波数とダウンリンク周波数とは異なる場合が多いので、基地局は、ダウンリンク空間チャネル情報を得るために常に十分な情報を有するわけではない。ダウンリンク・チャネル情報を得るための1つの技法は、加入者が、アップリンク周波数ではなくダウンリンク周波数で、基地局に対し定期的にテスト信号を送信することである。別の技法は、基地局がテスト信号を送信すると共に、加入者が基地局にチャネル情報をフィードバックすることである。環境内の基地局、加入者および／または反射体の相対的な移動のために、空間チャネルが素早く変化している場合には、空間チャネルを頻繁に更新しなければならず、システムに過重な要求を課すことになる。必要なフィードバック・レートを低減させるための1つの方法は、瞬時チャネル・ベクトルではなく、時間平均チャネル・ベクトルによって測られる副空間のみを追跡することである。しかしながら、このように低減されてもなお、必要なフィードバック・レートは信号情報率の大部分を占める。

これらの適応的ビーム形成技法は、リアルタイムで空間チャネルを決定するために相当な信号処理および／または高いフィードバック・レートを必要とするものの、これらの技法は、複雑な空間環境に対処することができると共に、多数通路反射によって生じる問題をある程度回避することができるという利点を有する。結果として、適応的アンテナ・アレイ・システムは、空間次元を用いることによって、性能の向上を享受する。しかしながら、基地局のアンテナ・アレイは、ダウンリンク信号を加入者Sに選択的に送出することで空間次元を効率的に利用可能であるが、これらのシステムでは、アップリンク信号は空間的に非効率的であることに注意されたい。通常、加入者には、全方向に信号エネルギーを放射する単一のアンテナのみが

備えられており、同一チャネル干渉が生じる可能性がある。従って、これらの通信システムは、容量増大のために空間次元を最適に利用してはいない。

発明の目的および利点

従って、本発明の主な目的は、空間ドメインを最大限に利用することによって、無線通信システムの容量および性能を大幅に増大させる通信システムを提供することである。本発明の別の目的は、チャネルの空間次元を最適に利用するコンピュータによる効率的な符号化技法を提供することである。これらおよび他の目的および利点は、以下の説明および関連する図面から明らかになろう。

発明の概要

これらの目的および利点は、システムの容量を増大させ性能を向上させるために、基地局と加入者ユニットとの間で空間チャネル次元を最大限に利用するデジタル無線通信の方法によって、達成される。驚くべきことに、本発明の技法は、多重通路環境において情報容量の増大を提供する。これに対して、公知の技法では、多重通路の存在は不利益であり、システム容量を直接増大させるために多重通路を活用していない。簡潔に言えば、本発明は、基地局および加入者ユニットの双方でアンテナ・アレイを用いて、異なる空間チャネル上を並列に別個の情報信号を送信することによって、基地局と加入者との間の容量を増大する無線通信の方法を教示する。また、本発明は、これらの追加の空間サブチャネルを最適に利用する特定の時空符号化技法も教示する。

一般に、本発明は、基地局と加入者ユニットとの間のデジタル無線通信方法を提供し、これにおいて、チャネル行列 H によって特徴付けられる空間チャネルは、基地局における M_r 個のアンテナ素子のアレイを、加入者ユニットにおける M_k 個のアンテナ素子のアレイに結合する。この方法は、チャネル行列 H から、独立した空間サブチャネルの数 L を決定するステップと、複数の情報信号を送信信号ベクトル・シーケンスに符号化するステップとを備える。送信信号ベクトルは、

M_r 個の複素数値成分を有し、独立した空間サブチャネル上に別個の信号情報を分散させるように選択される。送信信号ベクトル・シーケンスは、基地局における M_r 個のアンテナ素子のアレイから送信され、受信信号ベクトルは、加入者ユニットにおける M_k 個のアンテナ素子のアレイで受信される。これらの受信信号ベクトルは復号されて、情報信号を得る。

別の態様では、本発明は、チャネル行列Hに従って、K個のオリジナル情報信号の集合から、時空符号化信号を計算するステップを備える方法を提供する。チャネル行列Hは、基地局のM_r個のアンテナ素子のアレイと加入者ユニットのM_r個のアンテナ素子のアレイとの間の情報リンクの時空特性を表す。信号処理技法を用いて、Hを、基地局と加入者ユニットとの間で独立して情報信号を搬送可能なK個の並列時空サブチャネルに分解する。チャネル上で時空符号化信号を送信した後、これを、K個のオリジナル情報信号に対応するK個の受信情報信号の集合に復号する。好適な実施形態では、K個の並列時空サブチャネルは、Hを独立モードに分解することによって導出されるK個の時空送信シーケンス集合および、対応するK個の受信シーケンス集合によって特徴付けられる。例えば、K個の時空送信シーケンスは、Hの右の特異ベクトルの倍数とことができ、受信シーケンスは、Hの左の特異ベクトルであるK個の時空フィルタ・シーケンスの整合された集合とし得る。

しが、基地局と加入者ユニットとの間の多重通路コンポーネントの数である場合には、並列時空チャネルの数Kは、 $(N + v) \times M_r$ 以下であり、 $N \times M_r$ 以下であり、 $N \times L$ 未満である。ここで、 $(N + v)$ は、N個のシンボルのブロックに対して送信される非ゼロ出力サンプルの最大数である。好適な実施形態では、オリジナル情報信号は、N個のシンボルのブロックをK個備え、チャネル行列Hは、 $N \times (N + v)$ チャネル行列H_{i,j}のブロックを $M_r \times M_r$ 個備える。

本発明のいくつかの適用では、チャネル状況情報（CSI）は、完全にはわからないか、または計算するには費用がかかる場合がある。従って、本発明は、送信の前に符号化信号に巡回プリフィクス（cyclic prefix）を付加することによって、送信時空符号化信号からK個の受信情報信号の効率的な計算を容易に行うための方

法も提供する。

図面の説明

図1は、従来技術において周知の小容量無線通信システムを示す。

図2は、システム容量を増大させるために、サービス領域を空間的にセルに分

割する公知の技法を図示する。

図3は、当技術分野において公知のように、アンテナ・アレイによるビーム形成を用いて、セルを角度セクターに分割することを図示する。

図4Aおよび図4Bは、それぞれ、ダウンリンクおよびアップリンクのビーム形成に適応的アンテナ・アレイを用いた最新式の技法を示す。

図5Aおよび図5Bは、それぞれ、本発明によって教示されるような、ダウンリンクおよびアップリンクにおいて空間サブチャネルを用いた別個の情報信号の並列伝送を示す。

図6Aおよび図6Bは、それぞれ、本発明による、多数の送信アンテナおよび多数の受信アンテナを有するシステムの通信チャネルの物理的および概略的な図示である。

図7は、本発明による多数入力多数出力空間チャネル上で情報を伝達するためのシステム・アーキテクチャのブロック図である。

詳細な説明

以下の詳細な説明は、図示の目的のために多くの明細を含むが、当業者はいずれも、以下の詳細に対する多くの変形および変更が本発明の範囲内にあることを認めよう。従って、以下の本発明の好適な実施形態は、特許請求される本発明に対する一般性を失うことなく、またそれに対して限定を課すことなく述べられる。

図4Aおよび図4Bに関連して上述したように、基地局に適応的アンテナ・アレイを採用した従来技術の無線システムは、多数入力単一出力（MISO）システムである。すなわち、基地局から加入者へのチャネルは、送信アンテナ・アレイにお

ける多数入力および受信加入者アンテナにおける単一出力によって特徴付けられる。これらのMISOシステムは、空間チャネルの一部を活用可能であるので、図1および図2に関連して上述した单一入力単一出力（SISO）システムに比べて、増大した容量を有する。従来技術で開示されたMISOシステムは、別個の加入者を互いに空間的に分離させることで、システム容量全体の増大を提供す

るが、これらのシステムは、基地局から単一の加入者に、またはその逆に送信される情報容量の増大は提供しないことを注記しておく。図4 Aおよび図4 Bに示されるように、MISOシステムのダウンリンクおよびアップリンクの双方では、基地局と加入者との間で1つのみの情報信号が送信される。加入者にアンテナ・アレイが備えられている場合であっても、従来技術が提示するのは、単に、この機構が同一チャネル干渉を更に軽減することに過ぎない。システム容量全体は増大可能であるが、これは、基地局と単一の加入者との間の容量を増大させるものではない。

これに対して、本発明は、多数入力多数出力(MIMO)無線通信システムであり、このシステムの特徴は、付加的な空間チャネル次元を新規に用いることによって、基地局と加入者との間のアップリンクおよびダウンリンク双方の伝送容量を増大させるという事実である。本発明の発明者は、基地局と加入者との間で多数の並列空間サブチャネルを活用することによって、追加の空間寸法を利用して無線通信の容量を増大させることの可能性を見出した。驚くべきことに、この技法は、情報容量の増大および多重通路環境における性能の向上をもたらし、従来の知識とは著しく相違する結果を生じる。

図5 Aおよび図5 Bは、本発明によるMIMO無線通信システムを図示する。図5 Aに示されるように、基地局Bは、適応的アンテナ・アレイおよび空間処理を用いて、別個のダウンリンク信号 x_1 、 x_2 、 x_3 を、別個の空間サブチャネルを介して加入者ユニットSに送信する。加入者ユニットSは、適応的アレイおよび空間処理を用いて別個の信号を受信する。同様の方法で、加入者Sは、適応的アレイを用いて、別個のアップリンク信号 x'_1 、 x'_2 、 x'_3 を、同一の空間サブチャネル上を基地局Bに送信する。環境内の多重通路が増加すると、チャネルはより豊富な

空間構造を獲得し、より多くのサブチャネルを容量増大のために使用可能となる。

上に例示したように、別個の信号を別個の空間経路に対して1対1の対応関係で単純に割り当てるとは、空間サブチャネル構造が提供する付加的な容量を活

用するための1つの可能な方法に過ぎないことを注記するのは重要である。例えば、符号化技法を用いて、様々な経路間で信号情報を混合することができる。加えて、本発明の発明者は、伝送の前に、これらの付加的な空間次元を、利用可能な時間的および／または周波数次元に結合するための技法を開発した。かかる結合された時空的な符号化技法は、直接空間符号化のみよりも明らかでないが、より優れたシステム性能を提供する。これについて、以下で詳細に説明する。

本発明の理解を容易にすると共に当業者がこれを実施することを可能とするために、以下の説明は、本発明の一般的な原理の教示のみならず、履行の詳細も含む。まず、我々は、周波数分散、空間的に選択的な無線MIMOチャネルを理解するための簡潔なモデルを明らかにする。次いで、我々は、それらの理論的な情報容量の限界について論じ、理論的なチャネル容量を漸近的に達成する時空的な符号化構造を提案する。特に、バースト伝送のための時空ベクトル符号化（STVC）構造だけでなく、より実用的な、複雑さを低減させた離散行列マルチトン（DMMT）空間周波数符号化構造も開示する。STVCおよびDMMTは双方とも、バースト持続時間が増すと、理論的なチャネル容量を達成するように示される。

その好適な履行では、本発明は、適応的アンテナ・アレイ・システムおよび関連するデジタル・ビーム形成信号処理の分野で周知の多くの技法およびデバイスを利用する。これらの技法およびデバイスについては、いずれもGerlach等の米国特許番号第5, 471, 647号および米国特許番号第5, 634, 199号、ならびに、Barratt等の米国特許番号第5, 592, 490号に詳細に記載されている。これらは全て参照によりここに援用される。加えて、最新の包括的な処理については、John LivitaおよびTitus Kwok-Yeung Loによって、Digital Beamforming in Wireless Communications（無線通信におけるデジタル・ビーム形成）（Artech House Publishers、1996年）に述べられている。

従って、以下の詳細な説明は、当業者に本発明を実施可能とするために必要な特定の信号処理技法に焦点を当てる。

図6Aおよび図6Bに図示されるように、基地局BにM個の送信アンテナ、

および加入者 S に M_R 個の受信アンテナを有するシステムの通信チャネルについて考える。サンプル時間 k におけるチャネル入力は、 M_T 次元列ベクトルによつて表すことができる。

$$z(k) = [z_1(k), \dots, z_{M_T}(k)]^\top$$

また、サンプル k に対するチャネル出力およびノイズは、それぞれ、 M_R 次元列ベクトルによつて表すことができる。

$$x(k) = [x_1(k), \dots, x_{M_R}(k)]^\top$$

および

$$n(k) = [n_1(k), \dots, n_{M_R}(k)]^\top$$

次いで、チャネル H 上の通信を、ベクトル方程式として表し得る。

$$x(k) = H z(k) + n(k)$$

ここで、MIMO チャネル行列は、

$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,M_T} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{M_R,1} & \dots & h_{M_R,M_T} \end{pmatrix}$$

各行列要素 h_{ij} は、 i 番目の受信アンテナと j 番目の送信アンテナとの間の SISO チャネルを表す。空間チャネルの多重通路構造のために、チャネル行列 H の独立モード（例えば固有ベクトル）を計算することによつて、直交空間サブチャネルを決定可能である。次いで、これらの空間サブチャネルを用いて、独立した信号を送信し、基地局 B と加入者 S との間の通信リンクの容量を増大させることができる。しかしながら、多重通路は時間遅延を招くので、空間の分解だけでは、結果として信号の一時的混合が生じる。従つて、一層総合的な時空チャネル分析を行うことが、より適切である。

j 番目のアンテナ素子から送信されるデジタル・シンボル・シーケンスを

$\{z_j(n)\}$ とし、パルス整形関数インパルス応答を $g(t)$ とし、シンボル期間を T とする。すると、時刻 t において j 番目のアンテナ素子に印可される信号は、

$$s_i(t) = \sum_n z_i(n) g_i(t - nT)$$

によって与えられる。パルス整形関数は、典型的に、2つの別個のフィルタのたたみこみであり、その1つは送信機に、1つは受信機にある。最適な受信機フィルタは整合フィルタである。実際には、パルス形状はウィンドウ表示され、結果として有限持続期間のインパルス応答が生じる。我々は、シンボル期間Tによる同期複素ベースバンド・サンプリングを仮定する。我々は、 n_0 および $(v+1)$ を、ウィンドウ表示されたパルス関数シーケンス $\{g_i(nT - \tau_i)\}$ についての全経路 i 上の最大の遅れおよび長さと定義する。表記を簡略化するために、 $n_0 = 0$ と仮定し、離散時間表記 $g_i(nT - \tau_i) = g_i(n)$ を採用する。

N 個のデータ・シンボルのブロックを伝送する場合、 $N+v$ の非ゼロ出力サンプルは、時間サンプル $k-N+1$ で開始し、サンプル $k+v$ で終了する結果となる。ここで、複合チャネル出力は、所与の受信アンテナに対する全ての時間サンプルが順序正しく現れる $M_r N$ ($N+v$) 次元列ベクトルとして書くことができるので、 $x(k) = [x_1(k-N+1), \dots, x(k+v), \dots, x_{M_r}(k-N+1), \dots, x_{M_r}(k+v)]^T$

であり、出力ノイズ・サンプル $n(k)$ に対して同一のスタッキングである。同様に、チャネル入力は、以下のように書かれる $M_r N$ 次元列ベクトルである。

$$z(k) = [z_1(k-N+1), \dots, z(k), \dots, z_{M_r}(k-N+1), \dots, z_{M_r}(k)]^T$$

次いで、チャネル H 上での時空的な通信を、ベクトル方程式として表し得る。

$$x(k) = H z(k) + n(k)$$

ここで、MIMOチャネル行列

$$H = \begin{pmatrix} H_{1,1}, & \dots & H_{1,M_r} \\ \vdots & & \vdots \\ H_{M_r,1}, & \dots & H_{M_r,M_r} \end{pmatrix}$$

は、SISOサブブロック H_{ij} から成り、各サブブロックは周知のテプリツツ形

態を処理する。

ここで、我々は、先に明らかにした時空チャネルの情報容量について論じる。

以下の分析では、ノイズ $n(k)$ が、共分散 $\sigma^2 I$ の付加白色ガウス・ノイズ (AWGN) であると仮定している。各チャネルの使用は、 N 個のシンボルのバースト伝送から成り、全アンテナおよび全時間サンプルから放射される合計平均パワーは、定数未満に抑えられる。

チャネル行列の特異値分解 (SVD) を $H = V_H \Lambda_H U_H^*$ と書き、 J 番目の特異値

を $\lambda_{H,J}$ と示す。 $z(k)$ についての時空分散行列を R_z と書き、固有値分解

$R_z = V_z \Lambda_z U_z^*$ 、および固有値 $\lambda_{z,J}$ である。

上で定義した離散時間時空通信チャネルの情報容量は、以下によって証明することができる。

$$c = \sum_{n=1}^{NNM_r} \log \left(1 + \frac{\lambda_{z,n} \lambda_{H,n}}{\sigma^2} \right)$$

ここで、 $\lambda_{z,n}$ は、時空的な水張り解法 (Water-filling solution) によって与えられる。この結果が動機となって、発明者は、以下の時間ベクトル符号化技法を考案した。 H の右の特異ベクトルの倍数である NNM_r までの時空送信ベクトルを適切に選択し、更に、 H の左の特異ベクトルである NNM_r までの整合時空的フィルタ・ベクトルで受信することによって、チャネル上で情報を伝達するために NNM_r までの並列時空サブチャネルを構成する。数学的に、この STVC チャネル

は、以下のように導出される。 $H = V_H \Lambda_H U_H^*$ を、チャネルについての元の方程式

$x(k) = H z(k) + n(k)$ に代入すると、以下が得られる。

$$x(k) = V_H \Lambda_H U_H^* z(k) + n(k)$$

V_H^* によって左乗算を行うと、以下が得られる。

$$\mathbf{V}_H^* \mathbf{x} (k) = \mathbf{A}_{11} \mathbf{U}_{11}^* \mathbf{z} (k) + \mathbf{V}_H^* \mathbf{n} (k)$$

これは、以下のように書き直すと、STVCチャネルが得られる。

$$\hat{\mathbf{x}} (k) = \mathbf{A}_H \hat{\mathbf{z}} (k) + \hat{\mathbf{n}} (k)$$

$$\text{ここで、 } \hat{\mathbf{z}} (k) = \mathbf{U}_{11}^* \mathbf{z} (k), \hat{\mathbf{x}} (k) = \mathbf{V}_H^* \mathbf{x} (k) \text{ および } \hat{\mathbf{n}} (k) = \mathbf{V}_{11}^* \mathbf{n} (k)$$

上述の行列の階数を分析することによって、先に定義したフラウンホーファー領域チャネル上で通信を行うために生成可能な有限振幅並列時空チャネル寸法、Kの最大数は、 $(NNL, (N+v) NM_r, NNM_t)$ の最小値に等しいことを証明することができる。ここで、Lは、多重通路コンポーネントの数である。従って、多重通路はフラウンホーファー領域MIMOチャネルにおける利点である。多重通路が多い場合 ($L > 1$)、無線リンクの両側にアンテナを追加することによって、容量を増大させることができる。この容量の改善は、平均放射パワーまたは周波数帯域幅の損失を生じることなく行われる。なぜなら、並列チャネル寸法の数が増大するからである。実際には、Barratt等によって記載されたような適応的アンテナ・アレイ基地局は、上述のベクトル符号化方式を履行するよう変更する。特に、信号プロセッサは、上述の方程式に従って情報信号の時空的変換を実行するように設計して、それらの情報信号が独立した並列サブチャネルを介して送信され、加入者によって復号され得るようにする。

上述の時空ベクトル符号化の解法は、 $(N+v) NM_r \times N NM_t$ 行列の特異値分解の計算を必要とする。この計算は複雑である可能性があるので、本発明の発明者は、履行するために必要な計算の複雑さが低い最適な時空的計算構造を開発した。実際には、離散マルチトーン (DMT) 標準と同様の符号化構造を用いることによって、複雑さを低減することができる。DMTは、有線SISOチャネルにおいて広く用いられている。また、DMTは、米国特許番号第5, 625, 651号に記載されているような有線MISOチャネルにも適用される。この特許は、参照によりここに援用される。本発明の発明者は、DMTをMIMOの事

例に一般化すると

共に、これを無線チャネルに適合させて、新規な空間周波数符号化構造を得て、結果として、各々の離散フーリエ変換（DFT）周波数インデックスについての送信および受信ベクトル解の行列を得る。この新しい符号化方式を、チャネル行列によって特徴付けられるMIMOチャネルに一般化したので、これを、離散行列マルチトーン（DMMT）と呼ぶ。

DMMTでは、各チャネル使用の間に、この場合もN個のデータ・シンボルを送信する。しかしながら、データに巡回プリフィックスを加えるので、N個のシンボルのブロック全体を送信する前に、各アンテナ素子から、最後のvデータ・シンボルを送信する。各アンテナ素子の出力でN個の時間サンプルのみを受信し、第1およ

び最後のv出力サンプルを無視することによって、MIMOチャネル副行列 $\hat{H}_{1,1}$

は、今や、巡回構造として現れる。

$$\hat{H}_{1,1} = \begin{pmatrix} h(v) & \dots & h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h(v) & & h(0) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ 0 & & & & 0 & \dots & 0 & & 0 & \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & h(v) & \dots & 0 \\ & & & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ h(v-1) & \dots & h(0) & 0 & 0 & & 0 & \dots & 0 & h(v) \end{pmatrix}$$

巡回SISOチャネル・ブロックが与えられると、比較的単純な3つのステップ

手順で、チャネル行列を対角化することができる。第1に、 \hat{H} を、 $N \times N$

M_r ブロック対角逆離散フーリエ変換（IDFT）行列 $F^{(m)}$ で後ろからの乗法を行う。ここで、各対角ブロックは、ユニタリー $N \times N$ IDFT行列 F^* である。

次のステップは、 \hat{H} を、同様の $N \times N \times M_r \times M_r$ ブロック対角DFT行列 $F^{(MR)}$

によって、前からの乗法を行うことである。ここで、対角副行列 F は、 $N \times N$
 DFT 行列である。離散フーリエ変換を基本とするベクトルは、巡回行列 $\hat{H}_{i,i}$ の直交

特異ベクトルを形成するという周知の結果によって、IDFTの後ろからの乗算
 およびDFTの前からの乗算によって得られる新しいチャネル行列は、

$$F^{(MR)} \hat{H} F^{*(MT)} = \begin{pmatrix} \Gamma_{1,1}, \dots, \Gamma_{1,MT} \\ \vdots \\ \Gamma_{MR,1}, \dots, \Gamma_{MR,MT} \end{pmatrix}$$

となる。ここで、 $\Gamma_{i,j}$ は、巡回チャネル副行列 $\hat{H}_{i,i}$ の特異値 $\gamma_{i,j,n}$ を含む対角
 行列である。置換行列 P による前からの乗算および後ろからの乗算により、以下の
 ブロック対角行列が得られる。

$$P F^{(MR)} \hat{H} F^{*(MT)} P = \begin{pmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & N \\ 0 & B_N \end{pmatrix}$$

ここで、

$$B_n = \begin{pmatrix} \gamma_{1,1,n}, \dots, \gamma_{1,MT,n} \\ \vdots \\ \gamma_{MR,1,n}, \dots, \gamma_{MR,MT,n} \end{pmatrix}$$

は、DFTインデックス n において評価される $M_r \times X_r \times M_T$ 空間一周波数チャネル
 である。

$B_n = V_{B,n} \Lambda_{B,n} U_{B,n}^*$ の SVD が与えられると、対角 DMMT チャネル行列 \hat{H} は、

最終的に、 $U_B^{(MT)}$ によって後ろからの乗算を行うこと、および

$V_H^{*(MR)}$ によって前からの乗算を行うことによって求められ、以下が得られる。

$$\Lambda_H^{\hat{H}} = V_B^{*(MR)} P F^{(MR)} \hat{H} F^{*(MT)} P U_B^{(MT)} = \begin{pmatrix} \Lambda_{H,1}^{\hat{H}} & 0 \\ 0 & \Lambda_{H,N}^{\hat{H}} \end{pmatrix}$$

ここで、 $U_B^{(MT)}$ は、 B_n 行列の右の正則でない行列を含むブロック対角であり、 $V_B^{*(MR)}$ は、 B_n 行列の左の正則でない行列を含むブロック対角であり、対角副行列 $\Lambda_{H,n}^{\hat{H}}$ の各々は、DFT ビン (bin) n に対する DMMT 空間サブチャネル振幅 $\lambda_{H,n}^{\hat{H}}$ を含む。よって、並列チャネル DMMT 方程式は、

$$\hat{x}(k) = \Lambda_H^{\hat{H}} \hat{z}(k) + \hat{n}(k)$$

であり、ここで、 $\hat{z}(k)$ は、寸法 NNM_T 入力シンボル・ベクトルであり、 $\hat{x}(k)$ は、寸法 NNM_R 出力シンボル・ベクトルであり、 $\hat{n}(k)$ は、DFT お

よび空間直交化の演算を実行した後の寸法 NNM_R 等価出力ノイズ・ベクトルである。この DMMT 空間周波数チャネル分解を履行するブロック図アーキテクチャを、

図 7 に示す。図の左部分は、信号 $\hat{z}(k)$ に対する演算子 $F^{*(MT)} P U_B^{(MT)}$ の適用に対応する。これらの演算は、送信機における信号プロセッサによって実行される。図の右部分は、受信情報信号 $\hat{x}(k)$ を回復させるための受信信号に対する演算子 $V_H^{*(MR)} P F^{(MR)}$ の適用に対応する。これらの演算は、受信機における信号プロセッサによって実行される。中央の行列 \hat{H} は、空間チャネル自体に対応する。構成により、信号処理演算の結果、並列チャネル DMMT

信情報信号との間の直接的な関係が得られる。

この符号化方式は、送信機および受信機において必要な信号処理の複雑さを大幅に低減して、各データ・ブロックに対する全時空サブチャネルを対角化する。特に、この漸近的に最適な空間周波数MIMO-DMMT情報伝送技法は、ベクトル符号化の場合に比べて、複雑さにおいて約 N^2 の利点を有する。更に、対角DMMTチャネルを生成することに伴う行列演算の全ては可逆的であるので、DMMTチャネ

ルの容量は、元の巡回サブブロック行列 \hat{H} のものから変化しない。従って、STV

Cに比べて、DMMT時空符号化の容量のみの低減は、巡回プリフィックスを伝送するのに必要な放射パワーの損失によるものである。しかしながら、この容量の損失は、大きいNに対しては小さくなる。従って、この新しい通信構造は、全平均伝送パワーまたは帯域幅における損失を生じることなく容量が大幅に増大するという利点を提供する。

送信ビーム形成を行うために、基地局の信号プロセッサは、加入者からファイドバックされたダウンリンク・チャネル情報から、時空ダウンリンク・サブチャネル情報を計算する。次いで、この計算したダウンリンク・サブチャネル情報に従って、ダウンリンク信号情報を符号化する。同様に、加入者は、基地局からファイドバッ

クされた情報を用いて、アップリンク・チャネルに対し同一の機能を実行する。本発明は、効率的なチャネル推定およびチャネル容量増大のための技法を提供するので、基地局および加入者は、素早くチャネルを推定すること、および、おそらく情報データのものよりも遅いレートで、容量が増大したチャネル上でチャネル情報を交換することの双方を実行可能である。結果として、基地局および加入者の双方は、送信ビーム形成で高度の空間分解能を維持し、これによって、他の基地局または加入者からの同一チャネル干渉を大幅に軽減することができる。送信および受信の双方におけるこの高度の空間識別度の結果として、より多くの基地局および加入者が、同一周波数チャネルを用いながら、同一の空間領域を共用

することができる。この結果、いずれかの2つのアレイ間でチャネル容量を増大させることに加えて、本発明は、同一チャネル干渉を大幅に軽減させることによって、システム全体の容量も増大させる。

この説明に含まれる教示は、ノイズが白色ノイズでなく、付加同一チャネル干渉の場合におけるような高度な構造を有するチャネルに、容易に拡張可能である。この場合、受信機での干渉をゼロにする能力および送信機での放射干渉パワーを抑制する能力から、セル式ネットワークの容量において大きな利得が得られる。また、これらの空間符号化技法は、平坦フェージングの單一周波数サブチャネル・システム、従来のアナログ・マルチキャリア伝送チャネル、または、サブチップ多重通路がある場合には各符号遅延が直交サブチャネルに分解されるCDMAチャネルにも適用可能である。また、本発明の概念は、アンテナ・アレイを長距離にわたって分散させ、伝搬がフラインホーファー領域の挙動を追従しない、より一般的なチャネル・クラスにも適用可能である。最後に、時空MIMOチャネル構造を採用すると、ワイヤーライン、音響媒体、および光学媒体のような他の通信媒体で、同一の基本的な通信システムの利点が得られる。このため、本発明の範囲から逸脱することなく、上述の実施形態を多くの点で変更し得ることは、当業者には明らかであろう。従って、本発明の範囲は、以下の特許請求の範囲およびその法律的な等価物によって決定されなければならない。

【図1】

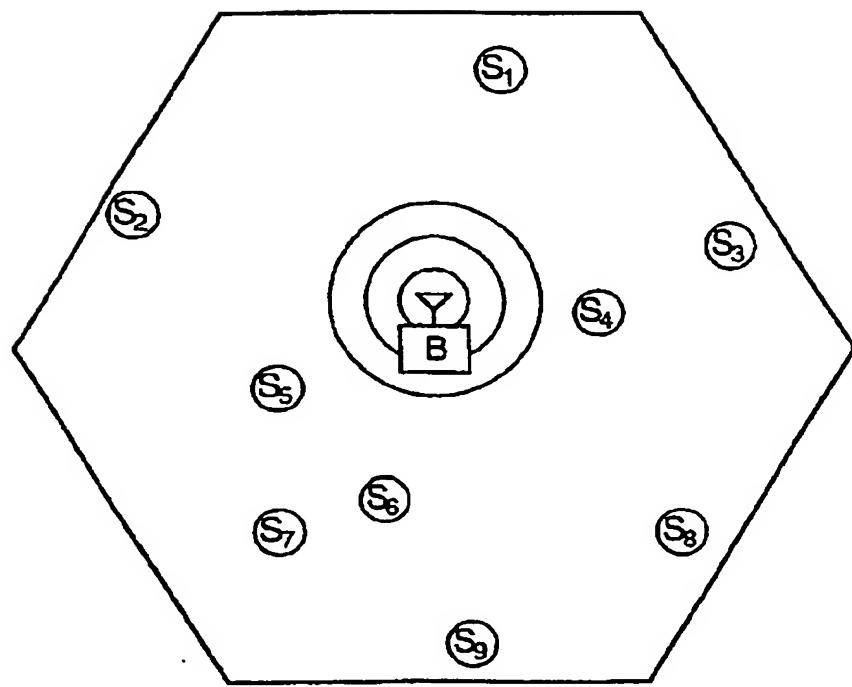


FIG. 1
(従来技術)

【図2】

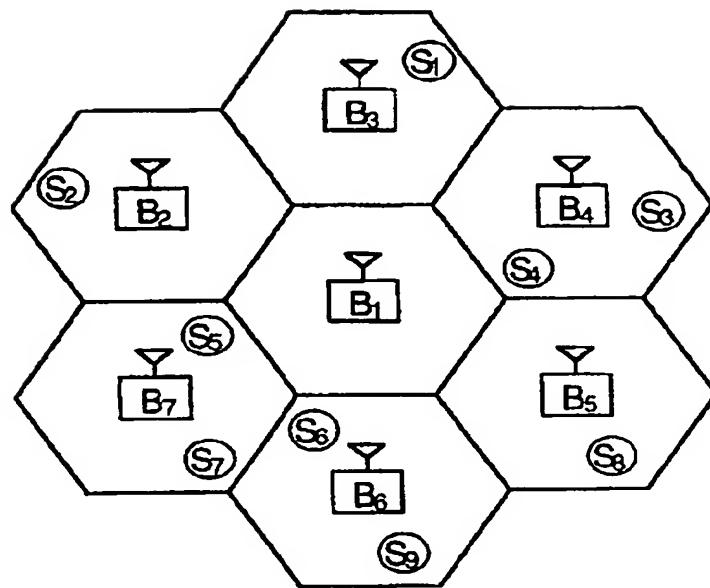


FIG. 2

(従来技術)

【図3】

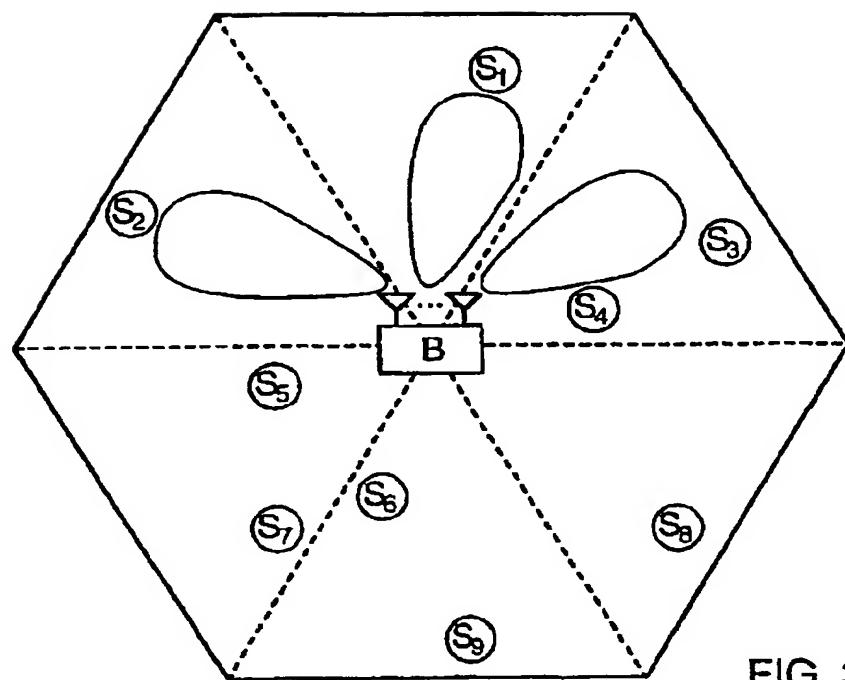


FIG. 3

(従来技術)

【図4】

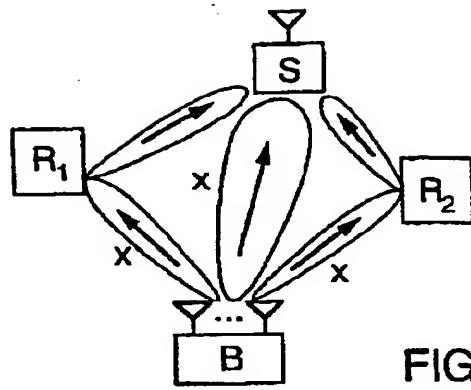


FIG. 4A

(従来技術)

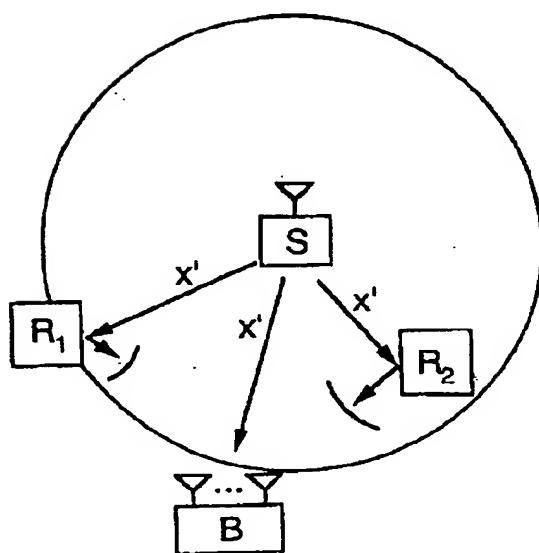


FIG. 4B

(従来技術)

【図5】

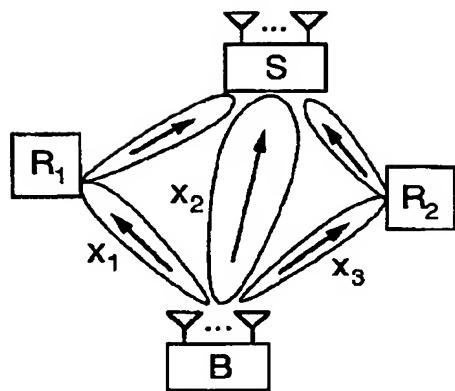


FIG. 5A

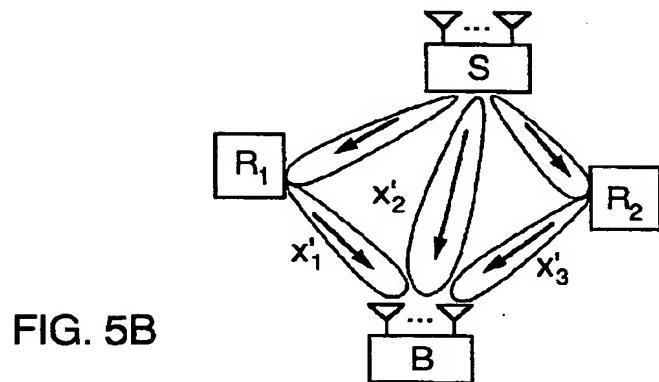


FIG. 5B

【図6】

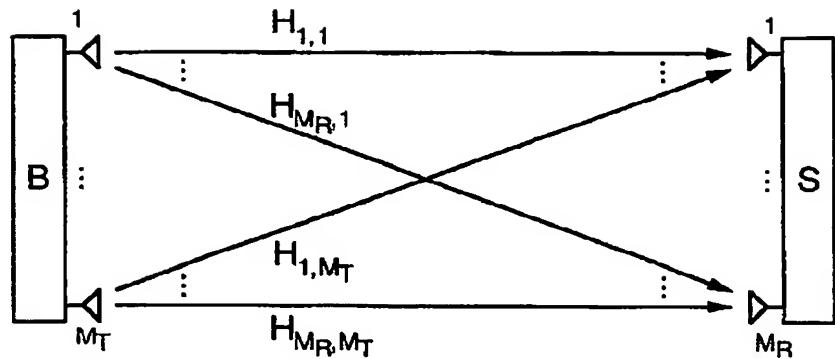


FIG. 6A

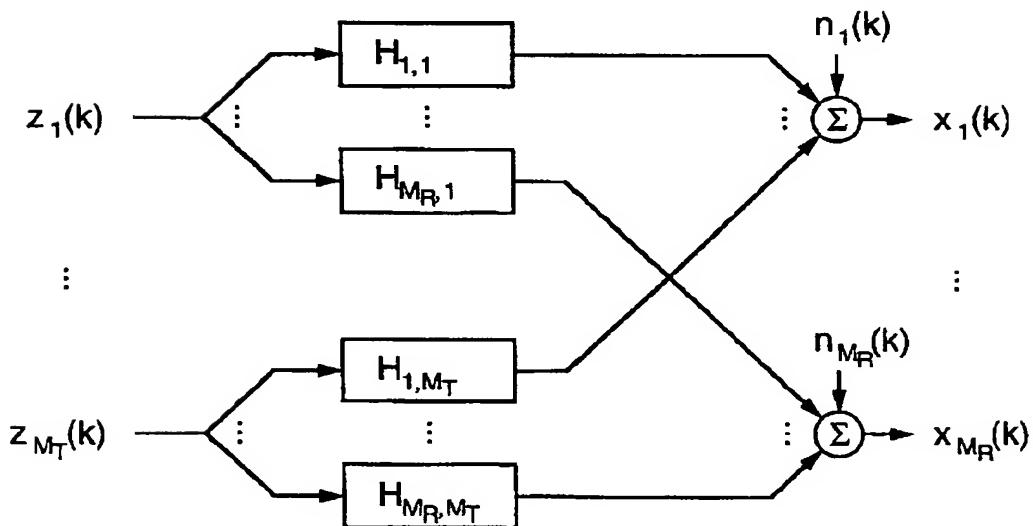


FIG. 6B

【図 7】

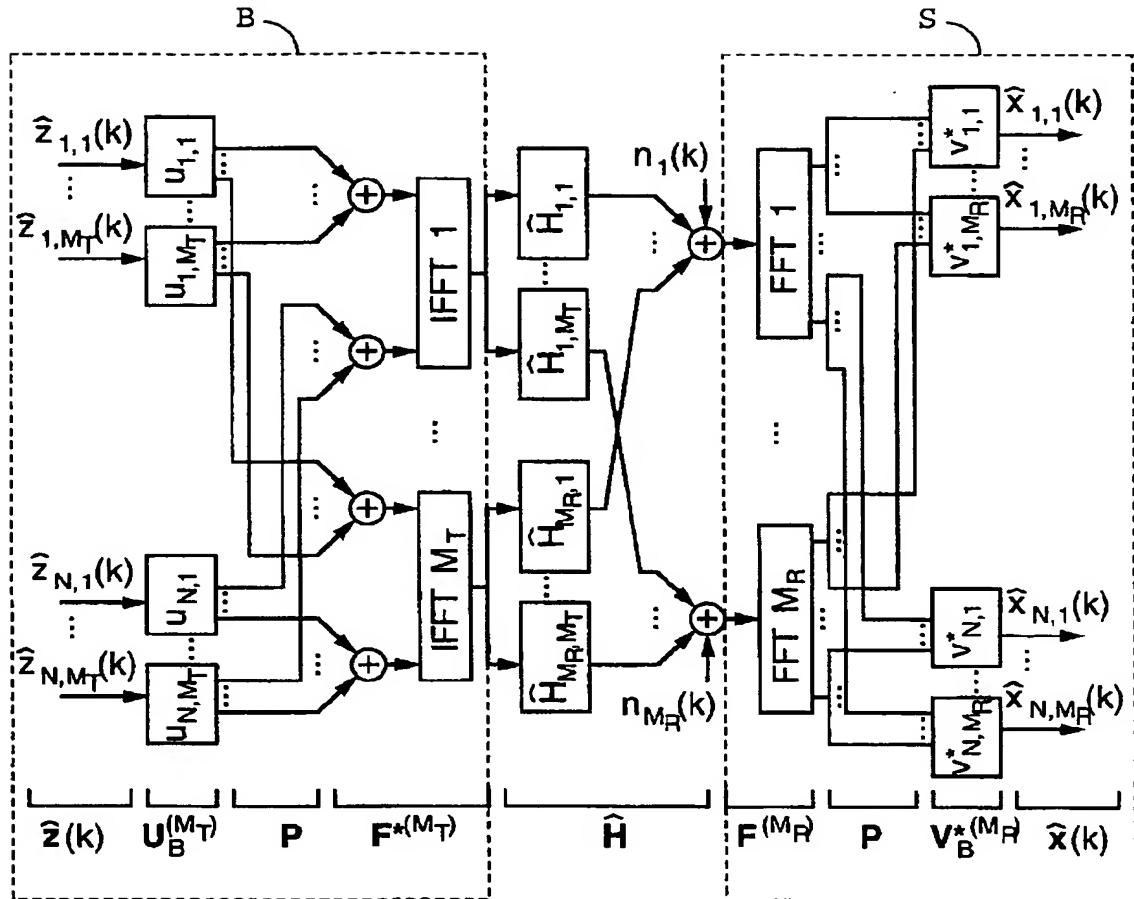


FIG. 7

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US97/15363
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(9) : H04B 1/38; H04M 1/00 US CL : 455/562, 101, 103, 272 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 455/562, 101, 103, 272, 504, 506, 65, 132; 373/347		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched NONE		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) NONE		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category ^a	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 4,710,944 A (NOSSEN) 01 December 1987, columns 3-8, figures 1 and 5.	1-12
X	US 5,548,819 A (ROBB) 20 August 1996, columns 10-13, figures 1a-1b.	1-12
A,P	US 5,649,287 A (FORSSEN ET AL) 15 July 1997, figure 5.	1-12
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
^a Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "B" earlier document published on or after the international filing date "C" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reasons (as specified) "D" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other source "E" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
Date of the actual completion of the international search 09 OCTOBER 1997		Date of mailing of the international search report 17 NOV 1997
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer NGUYEN VO <i>John Bell</i> Telephone No. (703) 308-6728

フロントページの続き

(81)指定国 E P (A T, B E, C H, D E,
D K, E S, F I, F R, G B, G R, I E, I T, L
U, M C, N L, P T, S E), C A, J P, M X